

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-37778

(43) 公開日 平成8年(1996)2月6日

(51) Int. C1. 6

H 02M 3/28

識別記号

府内整理番号

F I

技術表示箇所

H

Q

3/335

E

7/06

A 9472-5 H

審査請求 未請求 請求項の数 10 FD

(全22頁)

(21) 出願番号

特願平6-192737

(22) 出願日

平成6年(1994)7月26日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 安村 昌之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー  
株式会社内

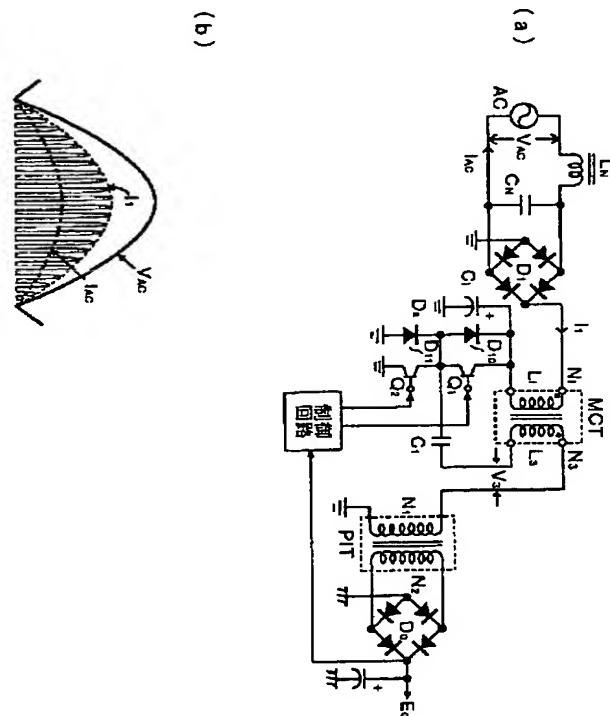
(74) 代理人 弁理士 脇 篤夫 (外1名)

(54) 【発明の名称】スイッチング電源回路

(57) 【要約】

【目的】 スイッチング電源回路の効率改善を行う。

【構成】 スイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、共振コンデンサ  $C_1$ 、絶縁トランジスト  $P I T$  によって構成されているハーフブリッジ型の電流共振型スイッチング電源において、共振ドライブ電流が流れる回路に磁気結合トランス  $M C T$  を配置し、その自己インダクタンス  $L_i$  にスイッチング電圧を誘起する。スイッチング電圧は整流回路  $D_1$  の整流電圧と重複して平滑コンデンサ  $C_i$  に充電され、その充電電流の導通角を広げることによって効率を改善する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑するチョークコイル及び平滑コンデンサからなる平滑手段と、該平滑手段より出力される電圧又は電流を断続して絶縁トランスの1次側に供給するスイッチング素子とを備え、上記絶縁トランスの2次側から所定の交番電圧が得られるようにしたスイッチング電源回路において、

上記チョークコイルが上記絶縁トランスの1次側で断続されている交番電流が供給されてるコイルと磁気結合されていことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項2】 上記スイッチング素子は絶縁トランスに対してハーフブリッジ接続とされていることを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【請求項3】 上記スイッチング電源は電流共振型の回路とされていることを特徴とする請求項1、又は2に記載のスイッチング電源回路。

【請求項4】 上記磁気結合による平滑コンデンサの断続充電に対して休止期間が設けられていることを特徴とする請求項1、2、又は3に記載のスイッチング電源回路。

【請求項5】 上記スイッチング周波数は出力される直流電圧によって変化するように構成されていることを特徴とする請求項1、2、3、又は4に記載のスイッチング電源回路。

【請求項6】 商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑するチョークコイル及び平滑コンデンサからなる平滑手段と、該平滑手段より出力される電圧又は電流を断続して絶縁トランスの1次側に供給するスイッチング素子とを備え、上記絶縁トランスの2次側から所定の交番電圧が得られるようにしたスイッチング電源回路において、

上記チョークコイルが上記絶縁トランスの2次側に設けられている2次巻線の電圧と結合された磁気結合トランス(MCT)によって構成されていることを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項7】 上記スイッチング素子は絶縁トランスに対してハーフブリッジ接続とされていることを特徴とする請求項6に記載のスイッチング電源回路。

【請求項8】 上記スイッチング電源は電流共振型の回路とされていることを特徴とする請求項6、又は7に記載のスイッチング電源回路。

【請求項9】 上記磁気結合トランスによる平滑コンデンサの断続充電に対して休止期間が設けられていることを特徴とする請求項6、7、又は8に記載のスイッチング電源回路。

【請求項10】 上記スイッチング周波数は出力される直流電圧によって変化するように構成されていることを特徴とする請求項6、7、8、又は9に記載されているスイッチング電源回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はスイッチング電源回路に係わり、特に電源の効率及び電圧変動率を改善したスイッチング電源回路に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 近年、高周波の比較的大きい電流及び電流に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源装置としては、大部分がスイッチング方式の電源装置になっている。スイッチング電源はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力のDC-DCコンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】 ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す効率が損なわれるという問題が生じる。また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。電源の効率を改善するためには、例えばチョークインプット方式の整流回路を使用することが最も簡単であり、電磁ノイズの対策(EMI)の上でも好ましいが、この方式はチョークコイルとして大きなインピーダンスを呈するインダクタが必要になり、電子機器の小型化を阻害すると共に、コストアップを招くことになる。

【0004】 そこで、整流回路の出力を直接断続してスイッチング電源を動作させるコンデンサレス方式や、整流回路の出力を高周波で断続して歪み電流波形を改善するアクティブフィルタ、又は部分整流方式の平滑回路が使用されている。コンデンサレス方式はスイッチング電源を駆動する電源用の平滑コンデンサが省略されたものであって、効率の改善効果は高いが商用電源の周波数の2倍のリップル電圧が2次側の出力に重畠されレギュレーションが悪くなると共に、入力電圧の瞬断に耐えることが困難で、大容量の電源装置として使用することができない。

【0005】 アクティブフィルタ方式は入力電圧及び入力電流を検出し、入力電流の波形が入力電圧の波形に近くようにスイッチング制御を行うもので、効率はほぼ1に近くすることができるが、2コンバータ方式となるため回路が複雑であり、電源の利用効率が悪くなる。また、スイッチングノイズが増加してその対策(EMI)を取るためにコストアップとなる。

【0006】 また、部分平滑回路はコンデンサの充電電流をスイッチングして整流素子の導通角を広げるものであるが、スイッチングによるノイズ対策、効率低下の点で問題があり、効率と効率の両者を同時に改善する点に難点、前記したEMI対策の点でも優位性が認められない。そこでスイッチング電源の断続電圧を利用して、平滑コンデンサの平均的な充電電圧を低下し、整流素子の

導通角を広げて力率の改善を計るMagnet-Switch方式（以下、MS方式という）が考えられている。

【0007】図18は上記したMS方式のスイッチング電源回路の一例を示したもので、スイッチング電源回路に供給される電源は、商用電源ACをブリッジ整流ダイオードD<sub>1</sub>で全波整流するとともに、この整流電圧をチョークコイルCH及び絶縁トランスCTの3次巻線N<sub>3</sub>を介して平滑用のコンデンサC<sub>i</sub>に供給するように構成されている。Q<sub>1</sub>は平滑コンデンサC<sub>i</sub>に充電されている電圧を絶縁トランスCTの1次巻線N<sub>1</sub>を介して断続するスイッチング素子（MOSFET）であり、絶縁トランスの2次巻線N<sub>2</sub>に誘導される交番電圧が整流ダイオードD<sub>4</sub>、D<sub>5</sub>で整流されて、コイルL、コンデンサC<sub>3</sub>で平滑され直流出力電圧E<sub>o</sub>となる。そして、この出力電圧E<sub>o</sub>がホトカプラを介してスイッチング素子Q<sub>1</sub>の駆動パルスを発生する制御回路をコントロールし、駆動パルスのオン／オフ比、すなわちPWM変調を行うことによって定電圧特性が得られるようになされている。

【0008】このスイッチング電源回路は図18（b）に示されているように、供給されている商用電源の電圧波形V<sub>a c</sub>に対してコンデンサC<sub>i</sub>に充電される電流I<sub>a c</sub>が流れようになる。つまり、3次巻線N<sub>3</sub>のコイルに発生するスイッチング電源回路のスイッチング電圧によって平滑コンデンサC<sub>i</sub>に充電される電流が断続されることになるため、その平均的な電流波形I<sub>a c</sub>は図18（b）に示されているようにV<sub>a c</sub>の振幅が小さい時にも流れることになり、電流波形I<sub>a c</sub>はV<sub>a c</sub>に近い波形になる。その結果、交流負荷としてのスイッチング電源の力率が改善されることになる。

#### 【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかし、このMS方式の電源方式は、商用電源の電圧、及びスイッチング電源回路の負荷によって出力される直流出力電圧の変動が非常に大きいという問題がある。図18の（C）に示されているように、入力交流電圧が100±15Vであり、例えばスイッチング電源回路の負荷が0～100W程度変化すると、スイッチング周波数F<sub>s</sub>が98KHzから188KHz程度変化し、コンデンサC<sub>i</sub>の端子電圧E<sub>i</sub>は118Vから228V程度変動することになり、出力される直流電圧のレギュレーションは極めて悪いものになる。そこで、スイッチング素子Q<sub>1</sub>のスイッチング周波数を平滑用のコンデンサC<sub>i</sub>の端子電圧を抵抗R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub>で検出して、その検出値によって変化させるとと共に、2次側の直流出力電圧E<sub>o</sub>を抵抗R<sub>3</sub>、R<sub>4</sub>で検出してホトカプラP<sub>c</sub>を介して帰還し、この電圧でスイッチング素子の開閉周期（オン／オフ比）をコントロールすることによりレギュレーションをある程度改善することが期待されるが、このような回路を付加する

ことによりコストアップを招くと共に、依然としてレギュレーションを向上することが困難になるという問題がある。

【0010】図19は上記したMS方式のスイッチング電源回路において、絶縁トランスの3次巻線N<sub>3</sub>の出力側にフィルムコンデンサC<sub>2</sub>と高速リカバリダイオードD<sub>3</sub>を設けたものである。なお、同一符号は同一の部品を示す。このスイッチング電源回路はスイッチング素子Q<sub>1</sub>のオン時には、3次巻線N<sub>3</sub>のコイルL<sub>3</sub>に接続されているダイオードD<sub>3</sub>が不導通となるように制御され、平滑コンデンサC<sub>i</sub>はチョークコイルCH、コンデンサC<sub>2</sub>、及び3次巻線N<sub>3</sub>を介して断続的に充電される。スイッチング素子Q<sub>1</sub>のオフ時には高速のリカバリダイオードD<sub>3</sub>が導通するように制御され、3次巻線N<sub>3</sub>とコンデンサC<sub>2</sub>との共振回路によってコンデンサC<sub>2</sub>側に遷移されたエネルギーがこの期間にはダイオードD<sub>3</sub>を介してコンデンサC<sub>i</sub>が充電されるようになっている。したがって、図19の（b）に示すようにコンデンサC<sub>i</sub>は前記した図18の場合に比較して交流電圧V<sub>a c</sub>の各サイクルで連続した充電電流I<sub>a c</sub>によって充電されることになり連続型の充電モードとなるものである。

【0011】上記した連続型のMS方式のスイッチング電源の場合は、前記図18に示した不連続型のスイッチング電源回路に比較して効率と力率が僅かに改善されるが、スイッチング電源回路の負荷変動による影響は、図19の（c）に示すように上記図18の場合よりもさらに大きくなり、スイッチング周波数F<sub>s</sub>が100KHzから305KHz、電圧E<sub>i</sub>は130Vから270Vに30および、平滑用のコンデンサC<sub>i</sub>としても高い耐圧のものが必要になるため、制御回路として複雑な回路を使用する必要がありコストアップを免れない。

#### 【0012】

【課題を解決するための手段】本発明はかかる問題点を解決するためになされたもので、商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の出力を平滑するチョークコイル及び平滑コンデンサからなる平滑手段と、該平滑コンデンサの出力電圧又は電流を断続して絶縁トランスの1次側に供給するスイッチング素子とを備え、上記絶縁トランスの2次側から所定の交番電圧が得られるようにしたスイッチング電源回路において、上記チョークコイルが上記絶縁トランスの1次側で断続されている交番電流が供給されてるコイルと誘導結合された磁気結合トランス（MCT）によって構成されている点に特徴を有するものである。

【0013】また、上記スイッチング素子は絶縁トランスに対して、例えばハーフブリッジの電流共振型で動作するように構成することによって、電源の利用効率を高くし、かつレギュレーションを改善するようにしている。

## 【0014】

【作用】スイッチング電源回路の絶縁トランスの1次側に供給される電流に対応して電圧を出力する磁気結合トランス(MCT)によって整流電圧波形にスイッチング周波数の電圧が重畠されるように構成されているから、軽負荷の場合もこのMCTの2次出力とされているチョークコイルによって充電電流を低く抑圧することができ、平滑コンデンサを充電する電流は小さくなる。したがって、特に軽負荷時にも平滑コンデンサC<sub>i</sub>の電圧が上昇することを抑圧することができ、スイッチング電源回路の出力側の電圧変動を小さくすることが可能になる。

## 【0015】

【実施例】図1は本発明の実施例を示すスイッチング電源回路であって、ACは交流電源、LN、CNはスイッチング周波数の信号を阻止するローパスフィルタ、D<sub>1</sub>はブリッジ型の整流素子を示す。Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>はハーフブリッジ型のスイッチング回路を形成するスイッチング素子であり、その出力は共振コンデンサC<sub>1</sub>、磁気結合フェライトトランスMCTの1次巻線L<sub>3</sub>を介して絶縁トランスPITの1次巻線N<sub>1</sub>に供給されている。そして、絶縁トランスの2次巻線N<sub>2</sub>に誘起される誘起電圧が整流素子D<sub>0</sub>を介して直流電圧に変換され出力電圧E<sub>0</sub>となる。

【0016】上記MCTはチョークコイルCHとなる自己インダクタンスL<sub>i</sub>(2次巻線N<sub>i</sub>)とコイルL<sub>3</sub>をフェライトコアによって、例えば1:1の巻線比で密結合したものであり、絶縁トランスPITに流れる共振電流に対応するスイッチング電圧を自己インダクタンスL<sub>i</sub>に重畠するようしている。したがって整流された全波整流電圧は、自己インダクタンスL<sub>i</sub>の巻線N<sub>i</sub>でスイッチング電圧が重畠され平滑用のコンデンサC<sub>i</sub>に充電されることになる。なお、スイッチング素子Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>には制御回路からスイッチング周波数を可変する制御パルスが供給されており、スイッチング周波数が直流出力E<sub>0</sub>によって変化することにより出力電圧の定電圧化を計っている。

【0017】本発明のスイッチング電源回路は上記したような構成とされているので、MCTの1次コイルL<sub>3</sub>を除去し、その両端を短絡すると通常の電流共振型のスイッチング電源回路として動作することになる。すなわちこの場合は平滑コンデンサC<sub>i</sub>の端子電圧を動作電源としてスイッチング素子Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁トランスPITの1次側コイルN<sub>1</sub>に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、2次側のコイルN<sub>2</sub>に交番出力を得る。2次側の直流出力電圧が低下した時は制御回路によってスイッチング周波数が低くなるよう(共振周波数に近くなるように)に制御され、1次コイルN<sub>1</sub>に流すドライブ電流が増加するよう制御している。

【0018】MCTが存在しないときは、平滑コンデンサC<sub>i</sub>にはその端子電圧が整流電圧より低い時にのみ充電電流が供給されるため、整流素子の導通角は小さく力率が0.6程度になっている。しかしながら、本発明のスイッチング電源回路の場合は、平滑用の自己インダクタンスL<sub>i</sub>が共振電流が流れているコイルL<sub>3</sub>とMCTによって磁気結合されているため、平滑用のチョークコイルとなる自己インダクタンスL<sub>i</sub>にスイッチング電流に対応したスイッチング周波数(例えば、100KHz)の電圧が重畠され、この信号が平滑コンデンサC<sub>i</sub>の端子電圧をスイッチング周期で引き下げる。

【0019】すると、整流素子の整流電圧V<sub>ac</sub>よりコンデンサC<sub>i</sub>の端子電圧が低下している期間に充電電流が流れるようになり、この期間がゼロボルト近傍にまでおよぶように、上記MCTの巻線比を設定することによって力率が1に近い値を示すことになる。すなわち、図1の(b)に示すように半波期間では整流電圧V<sub>ac</sub>に対して断続的に充電電流I<sub>1</sub>が流れ、その平均的な電流I<sub>ac</sub>が整流電圧V<sub>ac</sub>の波形と同様になる。本発明のスイッチング電源回路は軽負荷時に絶縁トランスPITのドライブ電流が小さくなるから、このドライブ電流によってMCTの2次側に誘起されるスイッチング信号も小さいものになる。したがって、軽負荷時には上記充電電流I<sub>ac</sub>のレベルが小さくなり、重負荷時には充電電流が大きくなるため、特に軽負荷時に平滑コンデンサC<sub>i</sub>の端子電圧が異常に上昇する現象を解消し、レギュレーションの改善を行ふことができる。

【0020】また、後で述べる実施例で説明するように、スイッチング素子Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>にダンパダイオードD<sub>10</sub>、D<sub>11</sub>を設けておくと、変換効率を向上するために力率を0.75~0.9程度にして充電電流の流れない休止期間を形成した時に、この休止期間にダイオードD<sub>10</sub>を介して共振コンデンサC<sub>1</sub>より電流を供給することができるようになり、効率のアップとレギュレーションの改善が行われることになる。

【0021】図2には本発明のスイッチング電源回路を1石型のスイッチング素子によって構成されているフライバック方式の電源回路に適応したものである。このスイッチング電源は良く知られているようにMOSFETからなるスイッチング素子Q<sub>1</sub>を断続することによって絶縁トランスの1次巻線N<sub>1</sub>に電磁エネルギーを蓄積し、スイッチング素子のオフ時にこのエネルギーを絶縁トランスの2次側巻線N<sub>2</sub>に転送する。2次側巻線N<sub>2</sub>に転送された交番信号はダイオードD<sub>4</sub>によって整流され、その出力が制御回路に供給されている。そして、直流出力電圧E<sub>0</sub>が高くなるとスイッチング素子Q<sub>1</sub>のオン時間が短くなるように駆動パルスを制御回路によってPWM変調して定電圧特性を得るようにしている。

【0022】この方式の場合も、平滑整流側の回路に自己インダクタンスL<sub>i</sub>と磁気結合されている3次コイル

$L_3$  を設け、この3次コイル  $L_3$  に絶縁トランスのドライブ電流を流すMCTが設けられている。スイッチングによって断続されたドライブ電流はMCTの1次側を流れることによってスイッチング電圧を自己インダクタンス  $L_i$  に誘起し、この誘起電圧によって平滑コンデンサ  $C_i$  の端子電圧がほぼ全サイクルで断続的に低下するようく制御され、図1の(b)に示すように整流電圧  $V_{ac}$  とほぼ同形の充電電流波形  $I_{ac}$  を形成することができる。この場合も、軽負荷時にはドライブ電流のパルス幅が狭くなり、MCTの2次側に誘起されるスイッチング電圧によってコンデンサ  $C_i$  の端子電圧を低下させる期間の平均的な時間を小さくすることができるから、軽負荷時に平滑電圧が異常に高くなることを防止するという効果がある。

【0023】図3は本発明をフィードフォワード型のスイッチング電源回路に適応したものであって、図2と同一部分は同一の符号とされている。このスイッチング電源回路はスイッチング素子  $Q_1$  がオンとなった時に2次側の巻線  $N_2$  に電圧が誘起され、この誘起電圧がダイオード  $D_4$  及びチョークコイル  $CH$  を介してコンデンサ  $C_7$  に充電平滑される。また、スイッチング素子  $Q_1$  のオフ期間にダンパダイオード  $D_5$  が導通して平滑作用が継続している。整流電圧を平滑する平滑コンデンサ  $C_i$  には上記MCTの自己インダクタンス  $L_i$  を介して整流電圧が供給されているから、図2の場合と同様にその充電電流  $I_1$  はほぼ全周期で断続してコンデンサ  $C_i$  を充電することになり、MCTの巻線比を適当に設定すると力率がほぼ1となるようにすることができる。

【0024】図4は本発明を自励電流共振型スイッチング電源回路に適応した場合の回路図である。この図において図1と同一部分は同一の符号が付け、その詳細な説明を省略する。PRTは自励用のドライブトランスを示し、1次側にドライブコイル  $ND$ 、2次側に2つの駆動コイル  $NB$ 、 $NB$  が設けられている。ドライブコイル  $ND$  には上記共振コンデンサ  $C_1$  に流れる共振電流が供給されており、この共振電流によって誘起される電圧が駆動コイル  $NB$  からコンデンサ  $C_5$  及び抵抗  $R_5$  を介してスイッチング素子  $Q_1$ 、 $Q_2$  のベースに供給されている。

【0025】また、ドライブトランス PRT には制御用の巻線  $NC$  が設けられ、この制御巻線  $NC$  に2次側から出力される直流電圧  $E$  に対応する電流が制御回路より供給されるようになされている。

【0026】図5の(a)は上記図4に示した入力交流電圧  $V_{ac}$  と、ブリッジ整流回路  $D_1$  の出力端子電圧  $V_1$ 、MCTの1次側に加わっているスイッチング電圧波形  $V_3$ 、平滑コンデンサ  $C_i$  の平滑電圧  $V_2$ 、及び自己インダクタンス  $L_i$  に流れ込む断続電流  $I_1$  が示されており、この断続した入力電流  $I_1$  によってブリッジ整流回路  $D_1$  に流れる電流の平均的な値が  $I_{ac}$  で示されて

いる。

【0027】また、図5の(b)にはスイッチング周期  $100\text{ }\mu\text{s}$  で上記各電流及び電圧波形が示されており、特にスイッチング素子  $Q_1$  に流れる共振電流波形が  $I_{Q_1}$  で示されている。この実施例は電源が投入されるとスイッチング素子  $Q_1$ 、又は  $Q_2$  のいずれかがオン、及びオフになり、以後ドライブトランス PRT によって交互にオン/オフを繰り返すように自動発振動作となる。すなわち  $Q_1$  がオンになると平滑コンデンサからスイッチング素子  $Q_1$ 、MCTの1次巻線  $L_3$ 、ドライブトランスの1次巻線  $N_B$ 、共振コンデンサ  $C_1$ 、絶縁トランスの1次巻線  $N_1$  を介して共振電流 ( $I_{Q_1}$ ) が流れ、この共振電流のほぼ半サイクルが終了する直前で  $Q_2$  が導通、 $Q_1$  が遮断するような駆動信号がドライブトランス PRT の駆動コイル  $NB$  より出力される。そして、共振コンデンサ  $C$ 、絶縁トランス  $PIT$  に貯蓄されていたエネルギーが2次側に転送される。

【0028】スイッチング周期は PRT に巻き込まれている制御巻線  $NC$  によって、トランス PRT の駆動コイル  $NB$  のインダクタンスを変化させることによって制御され、通常はアッパサイド制御とされている。つまり、直流出力電圧が上昇するとスイッチング周波数が高くなるように制御され、共振点からずれる方向にスイッチング周波数が変化する。したがって、この時はコンデンサ  $C_1$  と絶縁トランス  $PIT$  のリーケージインダクタンスによる共振インピーダンスが高くなり、ドライブ電流  $I_{Q_1}$  のレベルが低下する。

【0029】また、直流出力電圧  $E$  が下がると制御巻線  $NC$  に流れる電流が小さくなり、ドライブトランスの駆動コイル  $NB$  が呈するインダクタンスの値が高くなるように制御される。その結果スイッチング周波数が低下する方向、すなわち回路の共振周波数に近くなるようにコントロールされ、ドライブ電流  $I_{Q_1}$  が増加する。

【0030】本発明の場合は、上記したようなスイッチング動作が行われると、MCTを介してこのスイッチングに伴う電圧が自己インダクタンス  $L_i$  側に誘導され、この電圧が平滑コンデンサ  $C_i$  の端子電圧を下げる方向に加えられる。その結果、図5の電流波形  $I_1$  に示されているように、平滑コンデンサ  $C_i$  は交流のほぼ全周期で断続(不連続)充電されることになり、ブリッジダイオードの導通角が広くなつて力率を改善することになる。

【0031】なお、本発明な場合はMCTに結合されているインダクタンス  $L_i$ 、及び  $L_3$  の値を適当に設定すると、図5の(a)に示されているように動作期間  $t_1 \sim t_2$  に対して休止期間  $t_2 \sim t_4$  を設定することができ、力率を下げることによって電源の変換効率をアップさせることができる。すなわち、この休止期間には1次側の共振電流  $I_0$  のダンパー電流 ( $C_i$  を逆充電する電流で図5(b)の  $I_{Q_1}$  の負側に示されている電流) が

ダイオードD<sub>d1</sub>、トランジスタQ<sub>1</sub>のベース・コレクタ間を介して平滑コンデンサC<sub>i</sub>を充電するから、電圧変動特性を改善するという効果がある。

【0032】実験によればL<sub>N</sub>=100μH、C<sub>N</sub>=1μF、L<sub>i</sub>=30μH、PITの磁心にEE-28を使用し、N<sub>1</sub>=N<sub>2</sub>=25T、C<sub>1</sub>=0.01μF、のとき交流入力電圧V<sub>a c</sub>=100V±15、負荷電力0~100Wの変化に対して力率0.90、変換効率88%が得られた。また、図5の(C)に示すようにP=0の時、V<sub>2</sub>=151V、力率0.74であり、V<sub>2</sub>=111V~172Vで電圧変動率=55%に改善されている。したがって、本発明では平滑コンデンサC<sub>i</sub>として特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサC<sub>i</sub>の電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の電圧が200Vの地区にも対応させることができるという利点がある。

【0033】図6は上記図4に示した電流共振型スイッチング電源回路の変形例を示したもので、同一部分は同一符号とされている。この実施例は絶縁トランスとして直交型の制御巻線を備えている絶縁トランスPRTが使用されており、この制御巻線NCに電流を供給することによって出力電圧E<sub>o</sub>の定電圧化を計っている。

【0034】図7は上記図4に示した電流共振型のスイッチング電源回路をフルブリッジ回路で構成したものであって、追加されたスイッチング素子Q<sub>3</sub>、Q<sub>4</sub>はQ<sub>1</sub>がオン時にQ<sub>4</sub>がオン、Q<sub>2</sub>がオン時にQ<sub>3</sub>がオンとなるように制御される。ドライブトランスDRTは直交型磁心で構成され、制御巻線NCに出力電圧に対応する電流を供給してスイッチング周波数を変化している。

【0035】図8はスイッチング素子としてMOSFET Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>を使用したものであって、制御回路内にパルス発生器を備え、他励型のスイッチング電源回路とされている。この実施例の場合も絶縁トランスの1次側に供給するドライブ電流I<sub>o</sub>がコンデンサC<sub>1</sub>によって共振するようになされており、この共振電流がMCTの1次側に流れることによって自己インダクタンスL<sub>i</sub>に重畠され、平滑コンデンサC<sub>i</sub>の充電時間が長くなるよう設定されている。前記したように休止期間に流れるダンパー電流がダイオードD<sub>2</sub>を介して平滑コンデンサC<sub>i</sub>に充電電流として流し込まれ、この充電によってリップルの少ない平滑電圧が得られるようになる。また、絶縁トランスPITの1次巻線N<sub>1</sub>の電圧を検出するダイオードD<sub>4</sub>を設け、この検出された電圧とトランジスタQ<sub>5</sub>のベース側に設定されている基準電圧を比較して制御回路から出力される駆動パルスのパルス幅変調を行い、ドライブ電圧のパルス極制御を行い、出力電圧の安定化を計るようにしている。

【0036】図4に示した電流共振型スイッチング電源回路は、そのMCTを図9に示すようにダイオードブリ

ッジ整流回路D<sub>1</sub>の負極側に設けても同様に効率の改善効果を得ることができる。すなわち、MCTの1次側コイルL<sub>3</sub>にコンデンサC<sub>1</sub>、絶縁トランスの1次巻線N<sub>1</sub>に流す共振電流I<sub>o</sub>が供給され、MCTの自己インダクタンスL<sub>i</sub>に誘起されたスイッチングドライブ信号は平滑コンデンサC<sub>i</sub>のアース点側の電位を引き下る。休止期間を除いて交流のほぼ全サイクルでスイッチング周期による充電を行わせるようにしている。

【0037】図10は前記図8に示した他励型の電流共振型スイッチング電源回路に対してMCTをダイオードブリッジ整流回路D<sub>1</sub>の交流ラインに挿入したものである。この場合の動作も前記図8と特に異なる点はみられない。

【0038】図11は本発明の第2番目の発明を示すスイッチングで電源回路であって、図4に示したスイッチング電源回路のMCTに供給されている交番信号が、絶縁トランスPITの2次コイルN<sub>2</sub>'から供給されるようにしたものである。なお、この2次巻線N<sub>2</sub>'は電子機器の比較的高圧側の出力を発生するために設けたものであって、2次巻線N<sub>2</sub>に発生する交番電圧をMCTに加えるようにすることもできる。

【0039】図12(a)は上記図11に示した入力交流電圧V<sub>a c</sub>と、ブリッジ整流回路D<sub>1</sub>の出力電圧V<sub>1</sub>、MCTの1次側に加わっているスイッチング電圧波形V<sub>3</sub>、平滑コンデンサC<sub>i</sub>の平滑電圧V<sub>2</sub>、及びMCTの自己インダクタンスL<sub>i</sub>に流れ込む断続電流I<sub>1</sub>が示されており、この断続した入力電流I<sub>1</sub>によってブリッジ整流回路D<sub>1</sub>に流れる電流の平均的な値がI<sub>a c</sub>で示されている。

【0040】また、図12(b)にはスイッチング周期10μsで上記各電流及び電圧波形が示されており、特にスイッチング素子Q<sub>1</sub>に流れる共振電流波形がI<sub>Q<sub>1</sub></sub>で示されている。しかしながら、MCTに供給される2次巻線N<sub>2</sub>'の出力V<sub>3</sub>はほぼ矩形波とされており、MCTの1次巻線L<sub>3</sub>が電圧駆動となるため、その電流は鋸歯状に変化することになる点で図4の場合と異なっている。

【0041】この回路の場合も図4の実施例と同様に、電源が投入されるとスイッチング素子Q<sub>1</sub>、又はQ<sub>2</sub>のいずれかがオン及びオフになり、以後ドライブトランスPRTによって交互にオン/オフを繰り返すように動作する。すなわち、Q<sub>1</sub>がオンになると平滑コンデンサからスイッチング素子Q<sub>1</sub>、共振コンデンサC<sub>1</sub>、MCTの1次巻線、ドライブトランスの1次巻線、絶縁トランスの1次巻線N<sub>1</sub>を介して共振電流(I<sub>Q<sub>1</sub></sub>)が流れ、この共振電流のほぼ半サイクルが終了する直前でQ<sub>2</sub>が導通、Q<sub>1</sub>が遮断するような駆動信号がドライブトランスPRTの駆動コイルLBより出力される。

【0042】スイッチング周期もPRTに巻き込まれている制御巻線NCによってドライブトランスPRTの駆

動コイルL<sub>B</sub>のインダクタンスを変化させることによって制御され、通常はアッパサイド制御とされている。つまり、直流出力電圧が上昇するとスイッチング周波数が高くなるように制御され、共振点からずれる方向にスイッチング周波数が変化する。したがって、この時はコンデンサC<sub>1</sub>と絶縁トランスのリーケージインダクタンスによる共振インピーダンスが高くなり、ドライブ電流のレベルが低下する。

【0043】また、直流出力電圧E<sub>o</sub>が下がると制御巻線N<sub>C</sub>に流れる電流が小さくなり、ドライブトランスの駆動コイルN<sub>B</sub>が呈するインダクタンスの値が高くなるように制御される。その結果、スイッチング周波数が低下する方向、すなわち回路の共振周波数に近くなるようにコントロールされ、ドライブ電流I<sub>d</sub>が増加する。

【0044】本発明の場合は上記したようなスイッチング動作が行われると、絶縁トランスの2次巻線N<sub>2</sub>'の出力がMCTを介して自己インダクタンスL<sub>i</sub>側に誘導され、この電圧が平滑コンデンサの端子電圧を下げる方向に加えられる。その結果、図12の電流波形I<sub>1</sub>に示されているように、平滑コンデンサC<sub>i</sub>はほぼ全周期で平均的に断続（不連続）充電されることになり、ブリッジダイオードの導通角が広くなつて効率を改善することになる。

【0045】本発明の場合もMCTに結合されているインダクタンスL<sub>i</sub>、及びその1次側に供給される電圧の値を適当に設定すると、図12の（b）の波形に示されているように動作期間t<sub>1</sub>～t<sub>2</sub>に対して、休止期間t<sub>2</sub>～t<sub>4</sub>を設定することができ、この休止期間にはブリッジ整流回路D<sub>1</sub>のスイッチングが行われないから効率を下げるうことになり、その代わりにロスが減少して電源の変換効率をアップさせることができる。すなわち、この休止期間には1次側の共振電流I<sub>d</sub>のダンパー電流（C<sub>i</sub>を逆充電する電流で図5のI<sub>Q1</sub>の負側に示されている電流）がダイオードD<sub>d</sub>、トランジスタQ<sub>1</sub>のベース・コレクタ間を介して平滑コンデンサC<sub>i</sub>を充電するから、電圧変動特性を改善するという効果がある。

【0046】この実施例の場合は、LN=100μH、CN=1μF、L<sub>i</sub>=47μH、L<sub>a</sub>=47、PITの磁心にEE-28を使用し、N<sub>1</sub>=35T、N<sub>2</sub>=25T、N<sub>2</sub>'=3T+3T、C<sub>1</sub>=0.01μF、のとき交流入力電圧V<sub>ac</sub>=100V±15V、負荷電力0～100Wの変化に対してV<sub>ac</sub>=100Vの時に効率が0.89、V<sub>2</sub>=139V、変換効率87%が得られ、P=0(W)の時に効率=0.69、V<sub>2</sub>=160V、になり、図12の（c）に示すようにV<sub>2</sub>=115～182で電圧変動率が5.8%して改善された。

【0047】したがって、本発明の場合も平滑コンデンサC<sub>i</sub>として特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサC<sub>i</sub>の電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の

電圧が200Vの地区にも対応させることができるという利点がある。

【0048】図13は上記図11に示した電流共振型スイッチング電源回路の変形例を示したもので、同一部分は同一符号とされている。この実施例はコンバータトランスとして直交型の制御巻線を備えている絶縁トランスPRTが使用されており、この制御巻線NCに電流を供給することによって出力電圧E<sub>o</sub>の定電圧化を計っている。

10 【0049】図14は上記図11に示した電流共振型のスイッチング電源回路をフルブリッジ回路で構成したものであつて、追加されたスイッチング素子Q<sub>3</sub>、Q<sub>4</sub>はQ<sub>1</sub>がオン時にQ<sub>4</sub>がオン、Q<sub>2</sub>がオン時にQ<sub>3</sub>がオンとなるように制御される。ドライブトランスPRTは直交型磁心で構成され、制御巻線NCに出力電圧に対応する電流を供給してスイッチング周波数を変化している。

【0050】図15は図8の実施例と同様にスイッチング素子としてMOSFET Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>を使用したものであつて、制御回路内にパルス発生器を備え、他励型の電流共振スイッチング電源回路とされている。この実施例の場合は、絶縁トランスPITの2次側巻線N<sub>2</sub>'からMCTに交番電圧が供給され、磁気結合されている自己インダクタンスL<sub>i</sub>で整流電圧に重畠され、平滑コンデンサC<sub>i</sub>の充電時間が長くなるように設定されている。前記したように休止期間に流れるダンパー電流がダイオードD<sub>2</sub>を介して平滑コンデンサC<sub>i</sub>に充電電流として流し込まれ、この充電によってリップルの少ない平滑電圧が得られ利用にする。また、絶縁トランスの2次巻線N<sub>2</sub>の電圧の出力電圧とトランジスタQ<sub>3</sub>によって検出した平滑コンデンサC<sub>i</sub>の側に設定されているツエナーダイオードDZの基準電圧を比較して制御回路から出力される駆動パルスのパルス幅変調を行い、ドライブ電圧の一定化を計るようにしている。

【0051】図11に示した電流共振型スイッチング電源回路は、絶縁トランスPITの1次巻線N<sub>1</sub>を巻下げて3次巻線N<sub>3</sub>'を構成し、その誘起電圧は図16に示すようにダイオードブリッジ整流回路D<sub>1</sub>の負極側に設けたMCTの1次コイルL<sub>3</sub>に供給して効率の改善効果を得ることができる。すなわち、MCTの自己インダクタンスL<sub>i</sub>に誘起されたスイッチングドライブ信号は平滑コンデンサC<sub>i</sub>のアース点側の電位を引き下げ、休止期間を除いて交流のほぼ全サイクルでスイッチング周期による充電を行わせるようにしている。

【0052】図17は前記図13に示した電流共振型スイッチング電源回路の変形例であつて、MCTをダイオードブリッジ整流回路D<sub>1</sub>の交流ラインに挿入したものである。この回路も1次巻線N<sub>1</sub>を巻下げてN<sub>3</sub>'を形成し、この巻線N<sub>3</sub>'の出力交番電圧がMCTの巻線L<sub>3</sub>を介して自己インダクタンスL<sub>i</sub>に結合される。そして、交流電圧に直接スイッチング電圧を重畠することに

よって平滑コンデンサC<sub>i</sub>の充電導通角を広げ、力率を改善するものである。

【0053】なお、上記した各種のスイッチング電源回路は整流素子と平滑コンデンサの充電経路に対してMCTを挿入し、このMCTに印加されている共振電流又は電圧によってスイッチング電圧が整流電圧に重畠されるようにしているから、整流用のダイオードもこのスイッチング周期で断続されることになる。したがって、整流回路を構成するダイオードはある程度の電流容量を有する高速のリカバリダイオードで構成することが好ましい。また、小容量のダイオードを並列の接続して構成することも可能である。

#### 【0054】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の第1番目の発明となるスイッチング電源回路は各種のスイッチング電源方式において、1次側の絶縁トランスに入力されるドライブ電流の経路にMCTを設け、このMCTに磁気的に結合されている平滑用のインダクタンスに対してスイッチング周期の電圧を重畠するようにしているから、平滑コンデンサに充電される電流の充電期間が長くなり、力率を改善することができる。

【0055】また、スイッチング電源回路電源が共振型とされている時は、MCTの結合コイルを所定のインダクタンスとなるように設定することによって充電の休止期間を設けることができ、効率をアップさせる方向に設定することができるとともに、この休止期間に共振電流のダンパー電流を平滑コンデンサに流し込むようにすることによって電圧の変動を抑圧し効率を高くすることができるという効果がある。また、ワンコンバータ方式になるため、スイッチングノイズも交流入力側にノーマルモードのローパスフィルタを設けることによってスイッチングノイズ及び高調波が簡単に外部に放出されないようにすることができる。

【0056】整流回路をスイッチングするために設けられているMCTは、従来から使用されている高周波チョークコイルに巻線を施すことによった簡単に作ることができるので、高調波歪み対策を低コストで実現できるという効果がある。また、電流共振型のスイッチング電源とされている時はMCTによって1次側のリーケージインダクタンスが増加するため、共振コンデンサの容量を低下させることができ、制御範囲を拡大することも可能である。

【0057】また、第2番目の発明は絶縁トランスの2次巻線側からスイッチング電圧を取出すようにしているから、低電圧型のコンバータを使用することができるという利点がある。また、重負荷時に2%程度の効率低下で力率が改善でき、軽負荷時には従来のMS方式のものに比較して大幅に効率が向上し、力率の低下も少なくす

ることができるという利点がある。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のスイッチングで電源回路の基本的な概要を示す回路図である。

【図2】本発明のフライバック方式のスイッチングで電源回路に適用した回路図である。

【図3】本発明をフィードホワード型のスイッチングで電源回路とした回路図である。

【図4】本発明を電流共振型のスイッチングで電源回路に適応した回路図である

【図5】図4の回路における各部の動作波形と動作特性を示す図である。

【図6】本発明の変形例を示すスイッチング電源回路図である。

【図7】本発明を電流共振型のスイッチングで電源回路に適応した回路図である。

【図8】本発明を他励型のスイッチング電源回路の適応した回路図である。

【図9】スイッチング電圧を重畠するMCTを整流回路に設けた時の実施例を示す回路図である。

【図10】MCTが交流電源回路に挿入されている時の実施例を示す回路図である。

【図11】本発明の第2の発明を示すスイッチング電源回路の回路図である。

【図12】図11の回路図の各部の動作波形及び動作特性を示す図である。

【図13】図13の変形例を示す回路図である。

【図14】本発明のスイッチング電源回路をフルブリッジ型とした時の回路図を示す。

【図15】本発明のスイッチング電源回路を他励型で構成した時の回路図である。

【図16】スイッチング電圧を重畠するMCTを整流ブリッジの陰極側に設けた実施例の回路図である。

【図17】スイッチング電圧を重畠するMCTを交流回路に挿入した実施例を示す回路図である。

【図18】従来の不連続型のMC方式力率改善回路を備えたスイッチング電源回路である。

【図19】従来の連続型のMC方式力率改善回路を備えたスイッチング電源回路である。

#### 【符号の説明】

L N、C N 高調波抑圧用のローパスフィルタ

D 1 ブリッジ型整流回路

Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub> スイッチング素子

MCT 磁気結合トランス

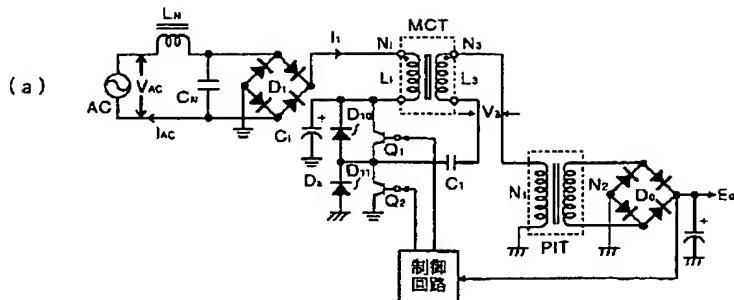
C i 平滑コンデンサ

C 1 共振コンデンサ

P I T 絶縁トランス

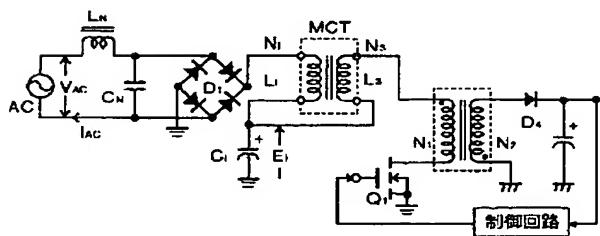
P R T 直交型のドライブトランス

【図 1】

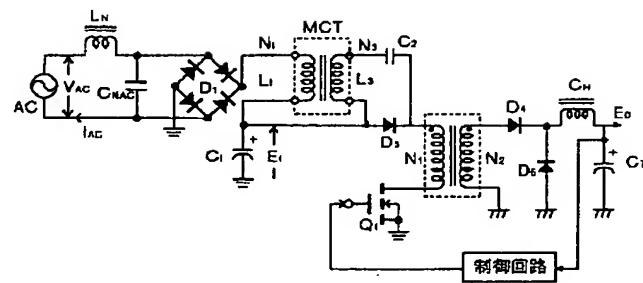


(b)

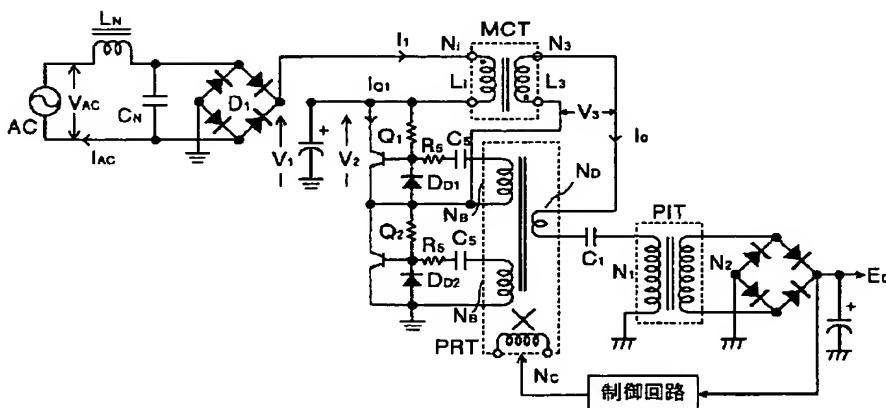
【図 2】



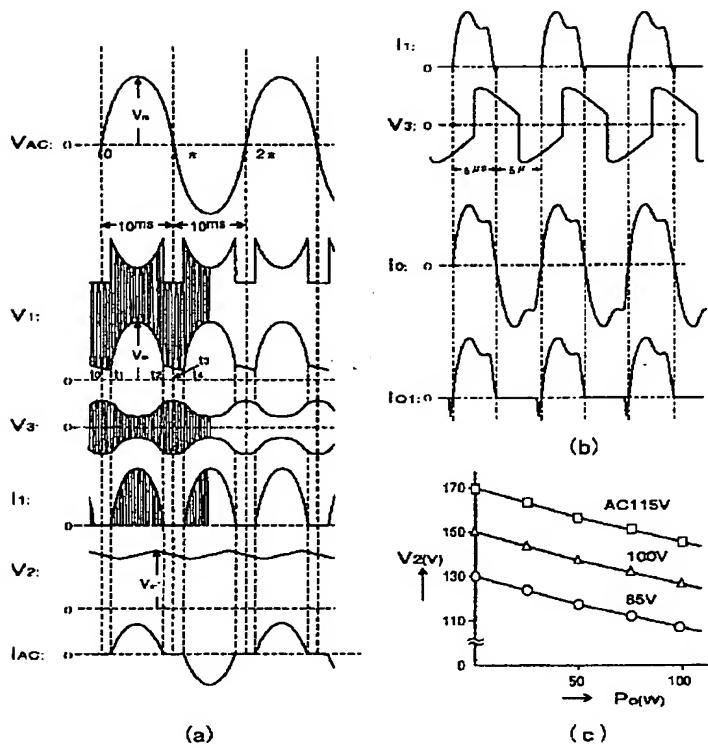
【図 3】



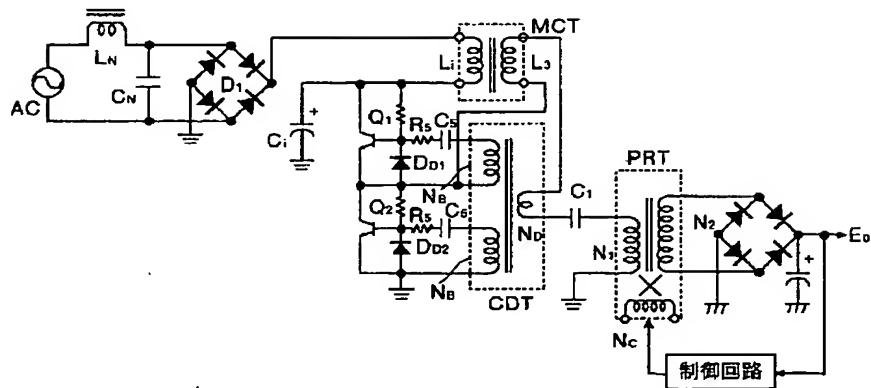
【図 4】



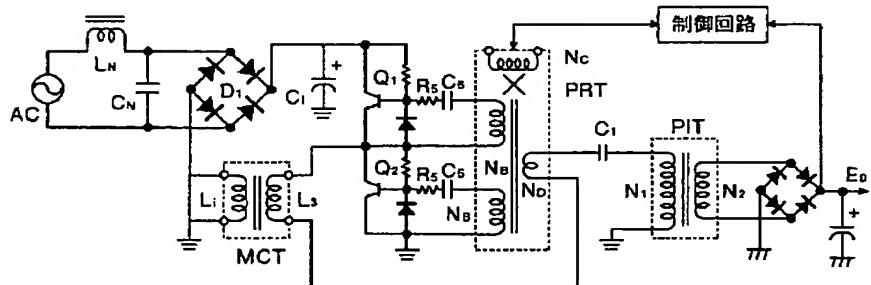
【図5】



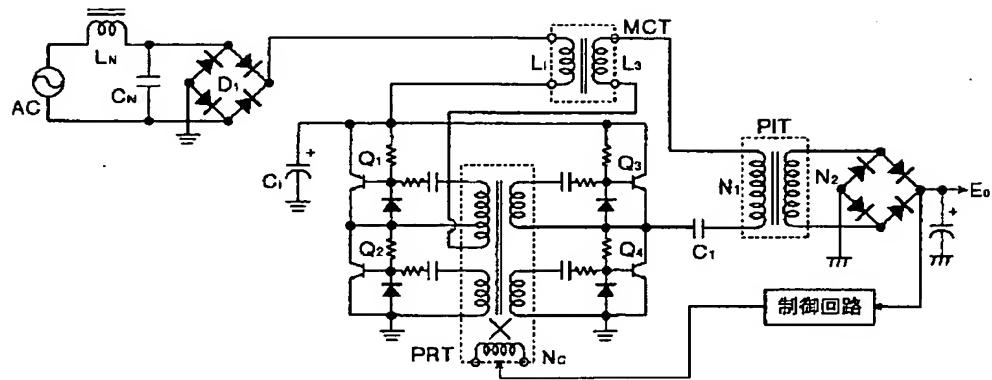
【図6】



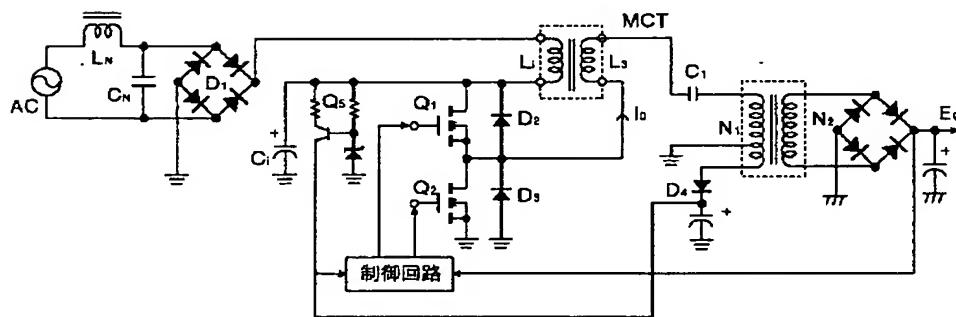
【図9】



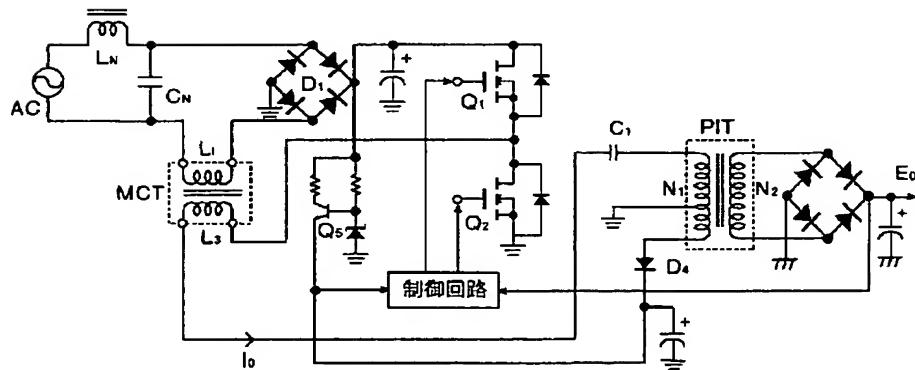
【図7】



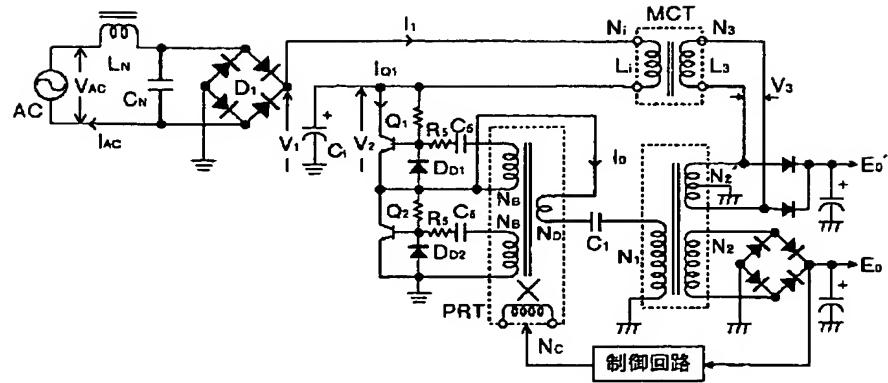
【図8】



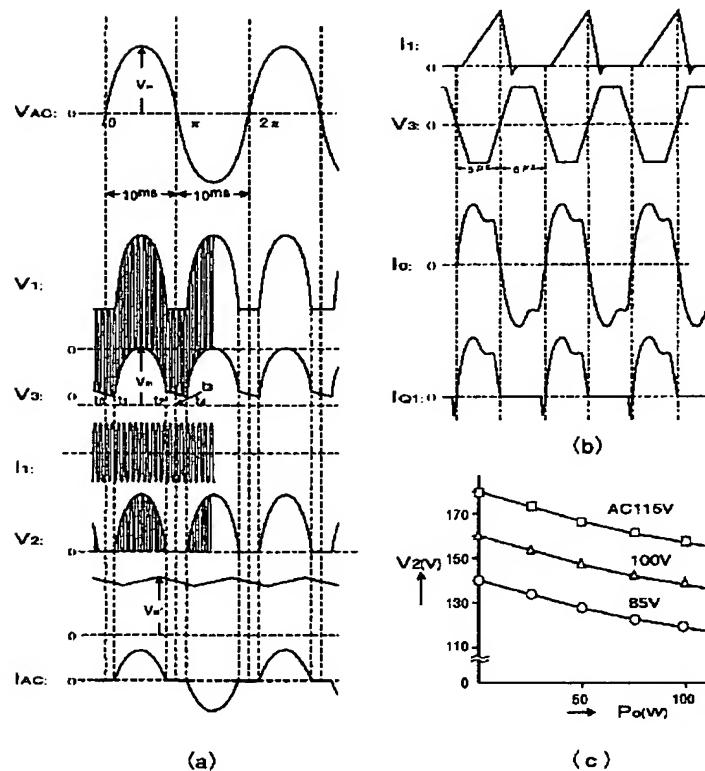
【図10】



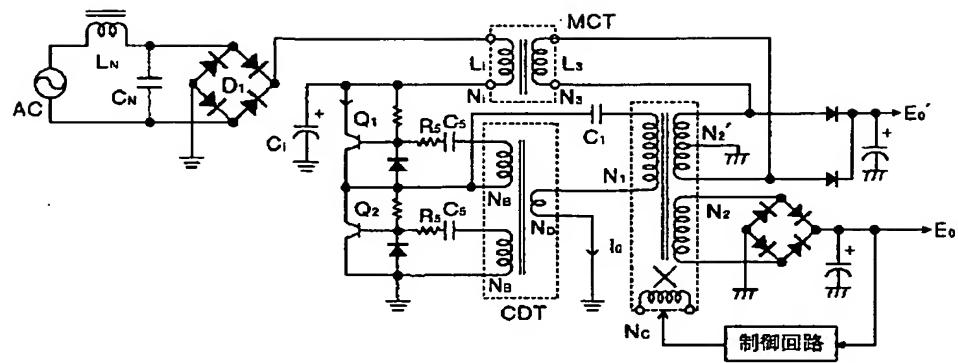
【図1.1】



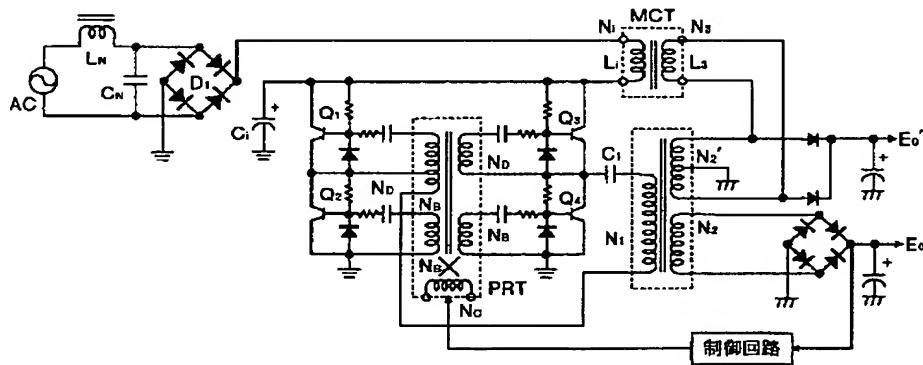
【図1.2】



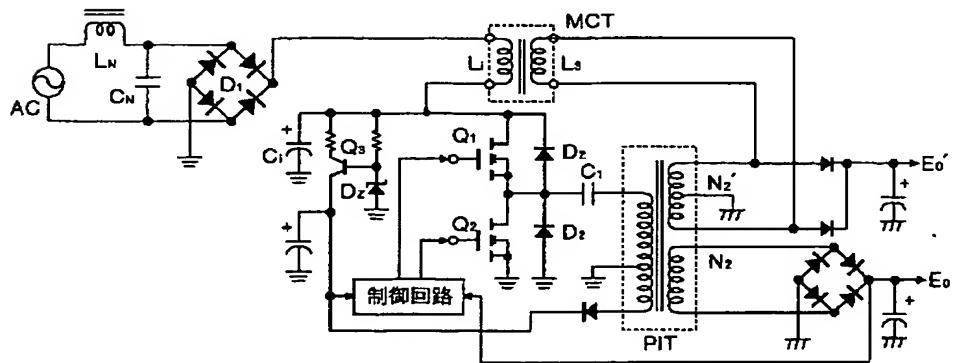
【図13】



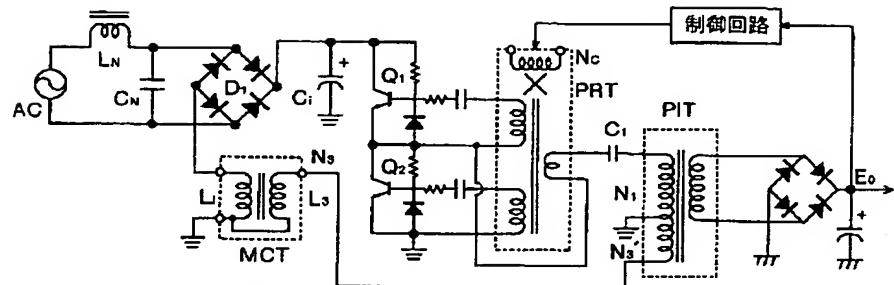
【図14】



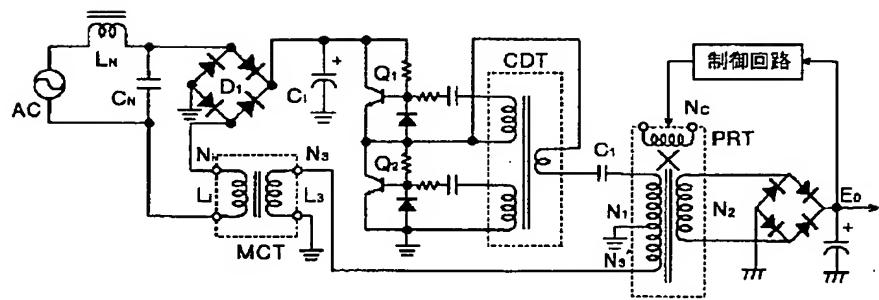
【図15】



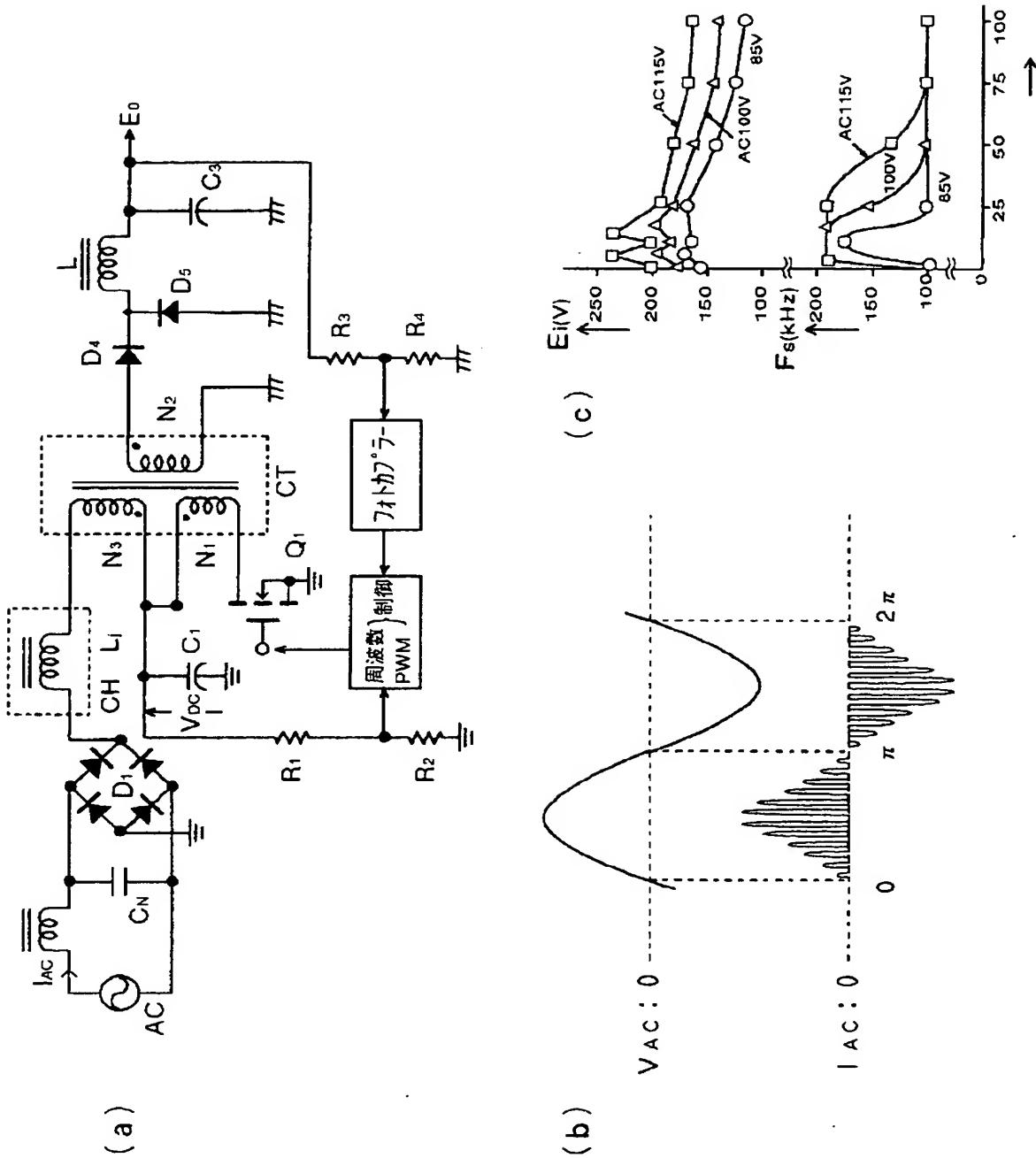
【図16】



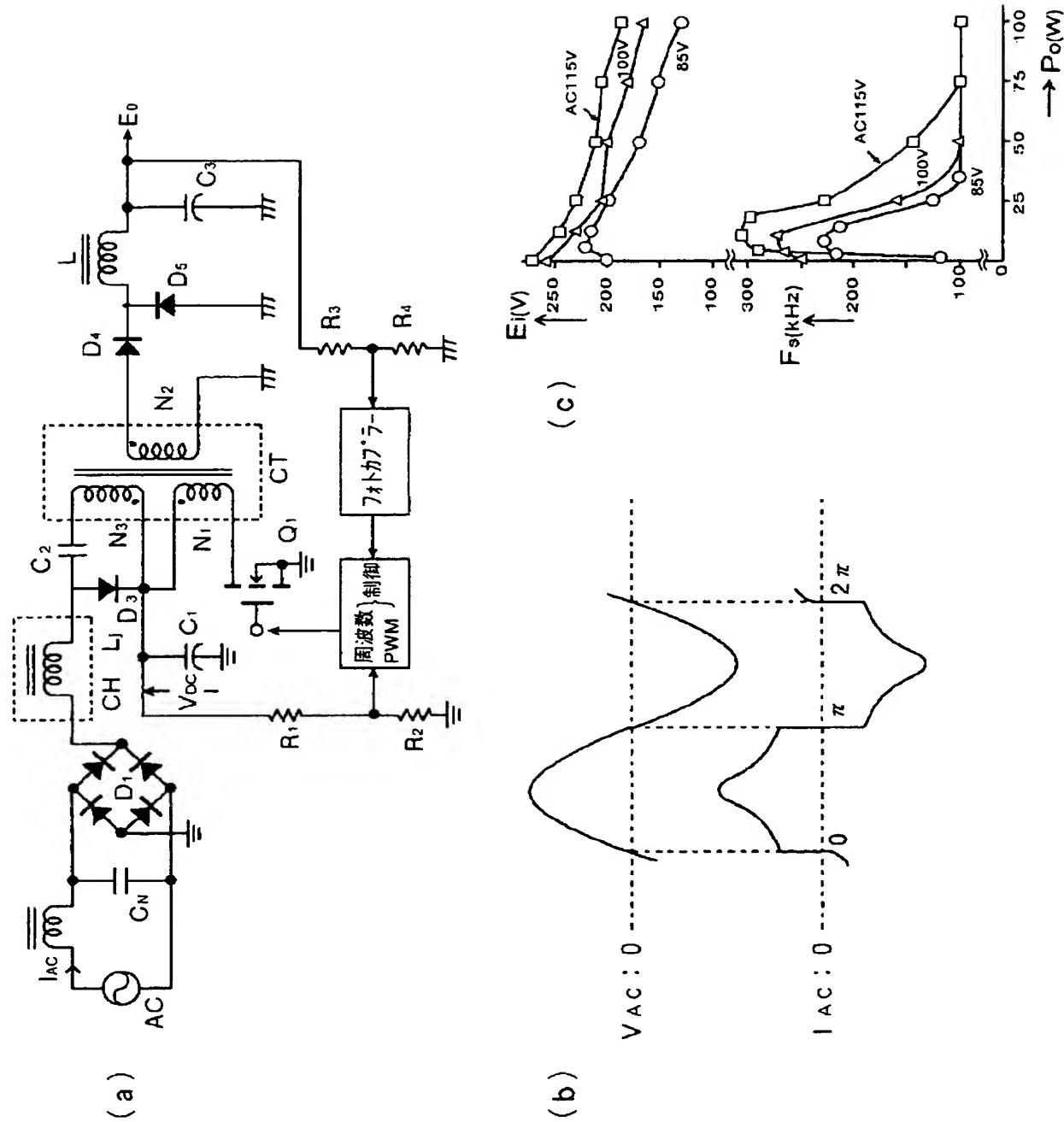
【図17】



【図18】



【図19】



## 【手続補正書】

【提出日】平成6年10月24日

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0032

【補正方法】変更

【補正内容】

【0032】実験によれば  $L_N = 100 \mu H$ 、 $C_N = 1 \mu F$ 、 $L_i = 30 \mu H$ 、PITの磁心にEE-28を使用し、 $N_1 = N_2 = 25 T$ 、 $C_1 = 0.01 \mu F$ 、のとき交流入力電圧  $V_{ac} = 100 V \pm 15$ 、負荷電力  $0 \sim 100 W$  の変化に対して力率  $0.90$ 、変換効率  $88\%$  が得られた。また、図5の(C)に示すように  $P = 0$  の

時、 $V_2 = 151V$ 、力率0.74であり、 $V_2 = 111V \sim 172V$ で電圧変動率=5.5%に改善されている。したがって、本発明では平滑コンデンサ $C_i$ として特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサ $C_i$ の電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の電圧が200Vの地域にも対応させることができるという利点がある。

#### 【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0047

【補正方法】変更

【補正内容】

【0047】したがって、本発明の場合も平滑コンデンサ $C_i$ として特に高い耐圧のコンデンサとする必要がなく、平滑コンデンサ $C_i$ の電圧上昇を抑圧する制御回路を省略することができる。また、入力される商用電源の電圧が200Vの地域にも対応させることができるという利点がある。

#### 【手続補正3】

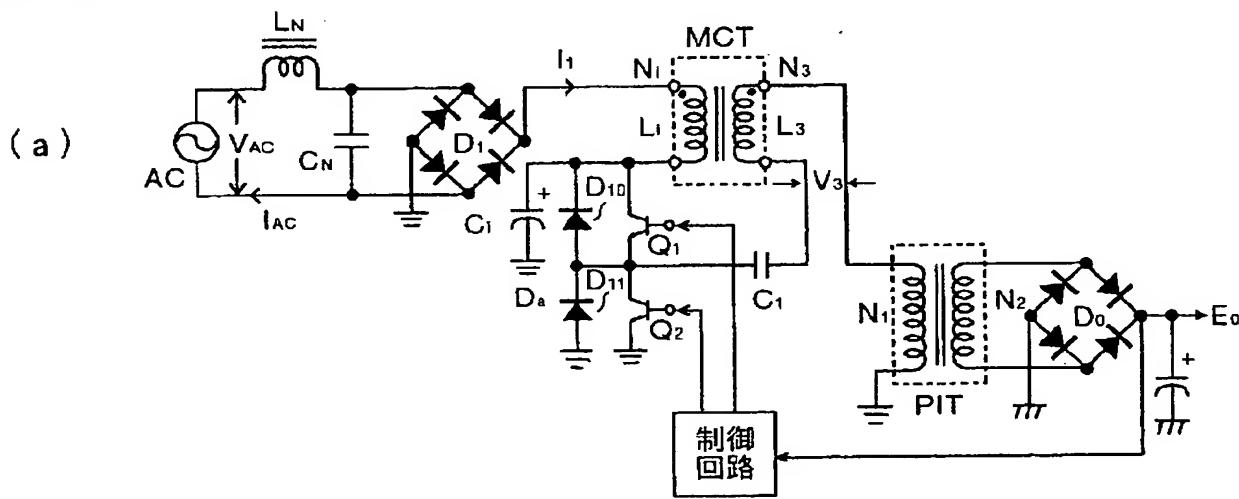
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図1

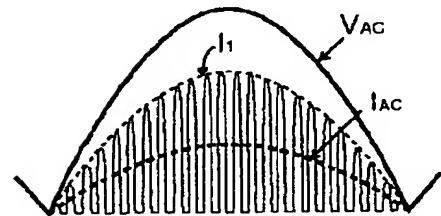
【補正方法】変更

【補正内容】

【図1】



(b)



#### 【手続補正4】

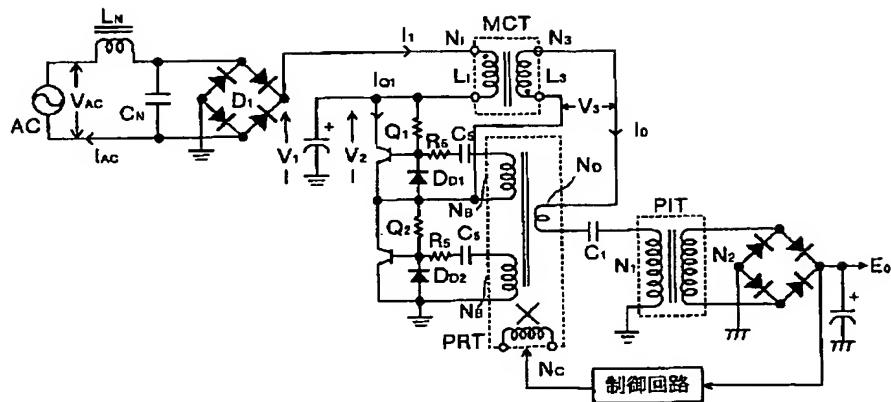
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図4

【補正方法】変更

【補正内容】

【図4】



【手続補正5】

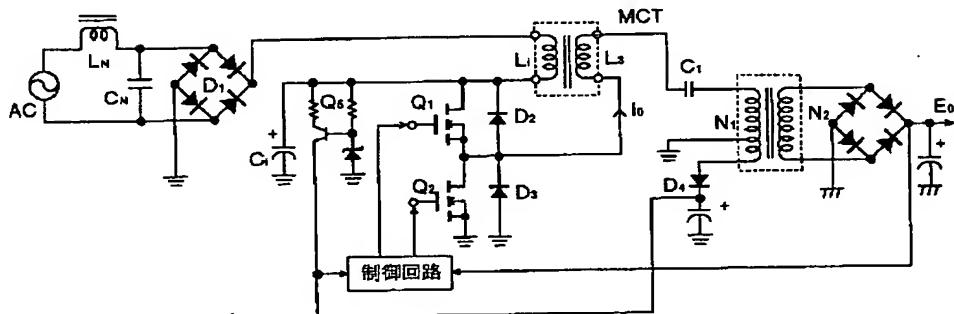
【補正対象書類名】図面

### 【補正対象項目名】図 8

【補正方法】変更

【補正內容】

[図 8]



【手続補正6】

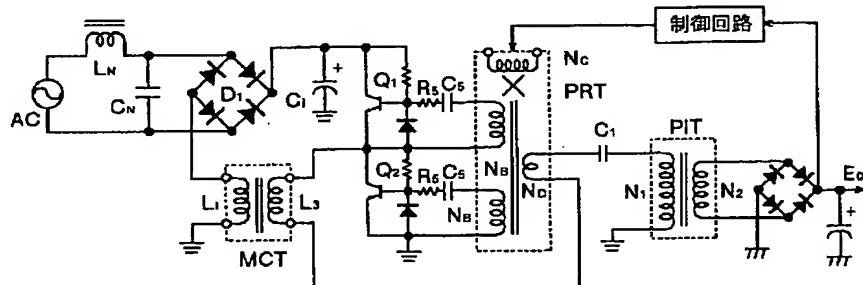
### 【補正対象書類名】図面

### 【補正対象項目名】図 9

【補正方法】変更

【補正內容】

【図9】



【手続補正 7】

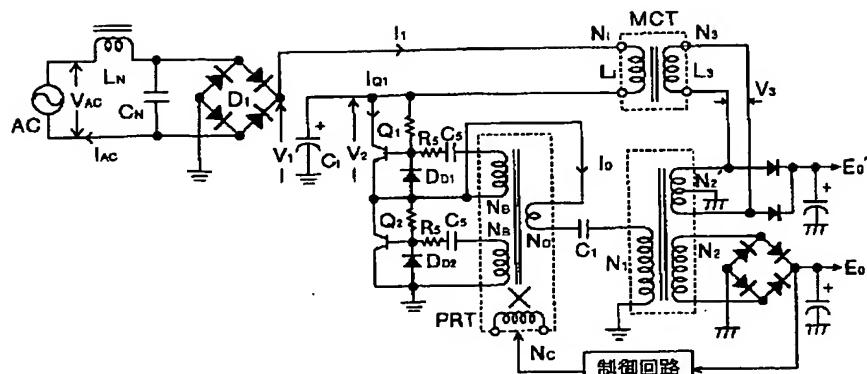
### 【補正対象書類名】図面

### 【補正対象項目名】図11

## 【補正方法】変更

【補正內容】

【図11】



【手続補正8】

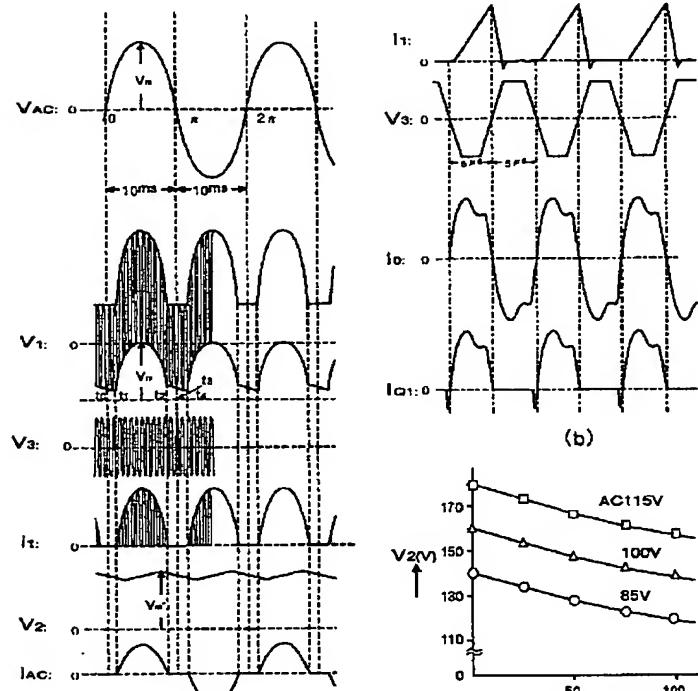
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図12

【補正方法】変更

【補正内容】

【図12】



【手続補正9】

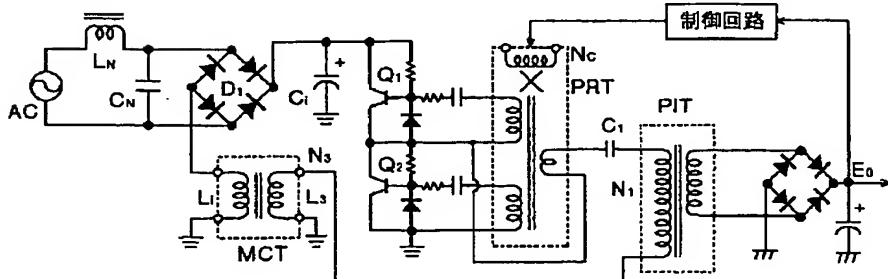
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図16

【補正方法】変更

【補正内容】

【図16】



【手続補正10】

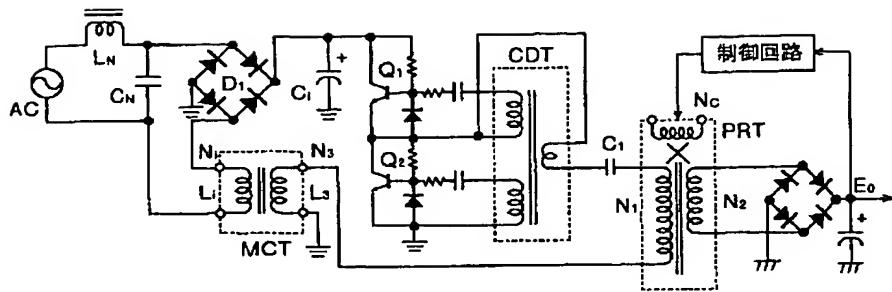
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図17

【補正方法】変更

【補正内容】

【図17】



【手続補正11】

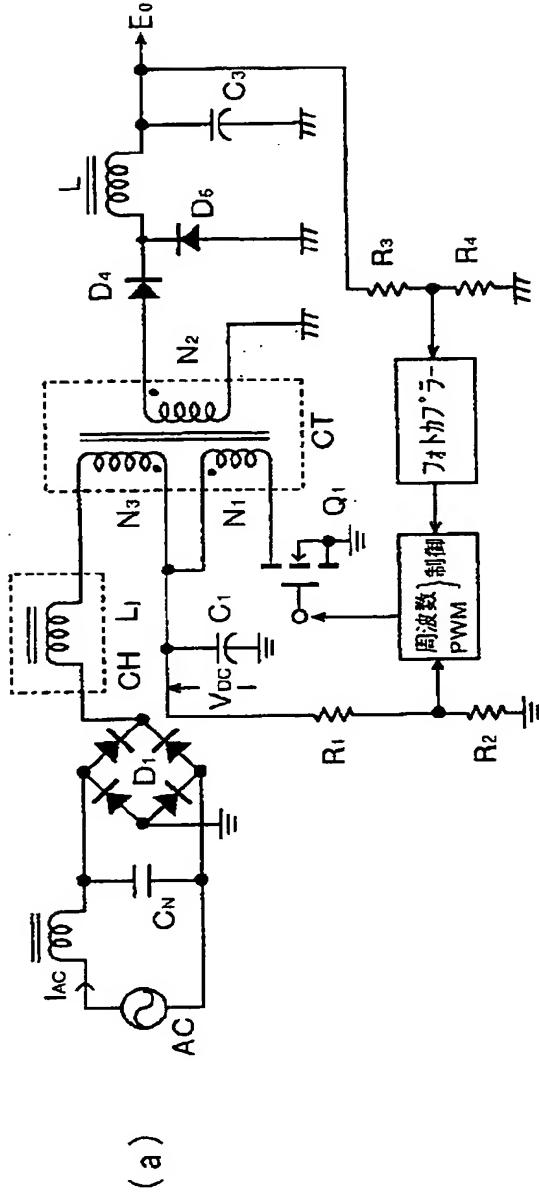
【補正方法】変更

【補正対象書類名】図面

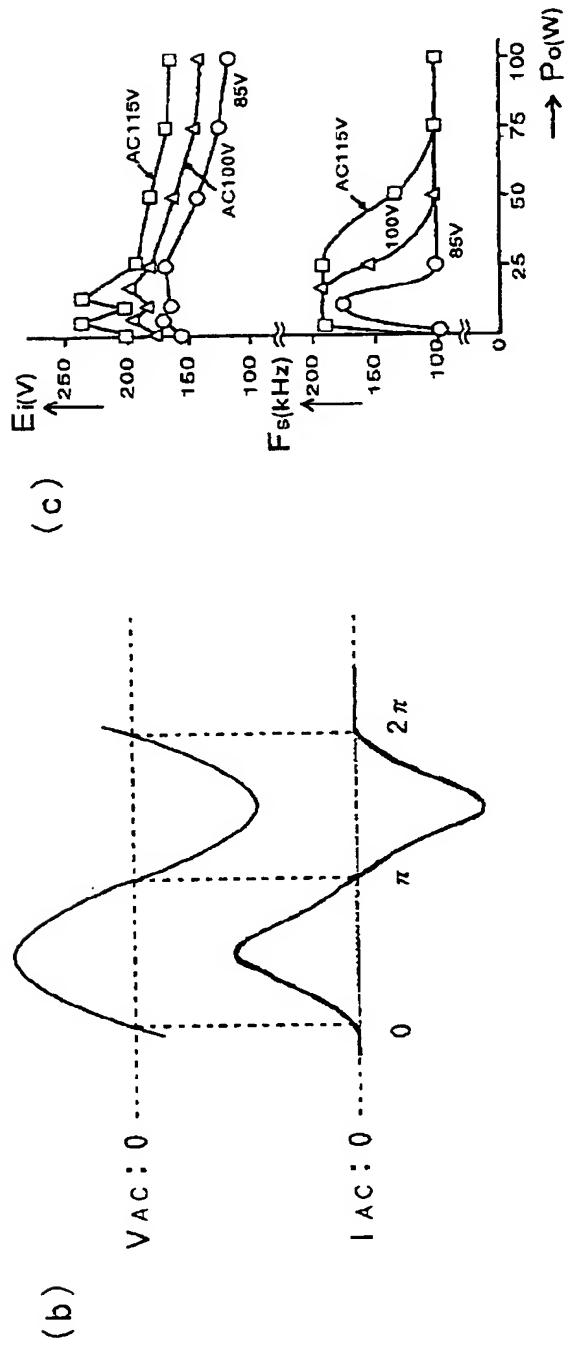
【補正内容】

【補正対象項目名】図18

【図18】



【手続補正12】  
【補正対象書類名】図面  
【補正対象項目名】図19



【補正方法】変更  
【補正内容】  
【図19】

